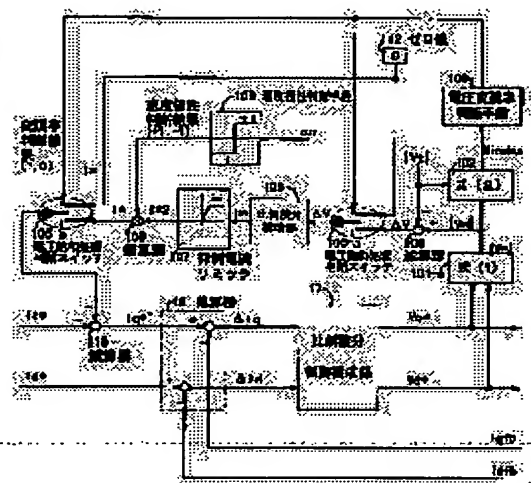


(11)Publication number : 2000-341990
(43)Date of publication of application : 08.12.2000

H02P 7/63
H02M 7/48
H02P 21/00

(72)Inventor : KIN YASUO
WATANABE JUNICHI
KAKO YASUHIKO



[Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-341990

(P2000-341990A)

(43) 公開日 平成12年12月8日 (2000. 12. 8)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	データコード ⁴ (参考)
H 0 2 P 7/63	3 0 2	H 0 2 P 7/63	3 0 2 K 5 H 0 0 7
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	F 5 H 5 7 6
H 0 2 P 21/00		H 0 2 P 5/408	A

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平11-150255

(22) 出願日 平成11年5月28日 (1999. 5. 28)

(71) 出願人 000006622

株式会社安川電機

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

(72) 発明者 金 泰雄

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(72) 発明者 渡辺 淳一

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(72) 発明者 加来 靖彦

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

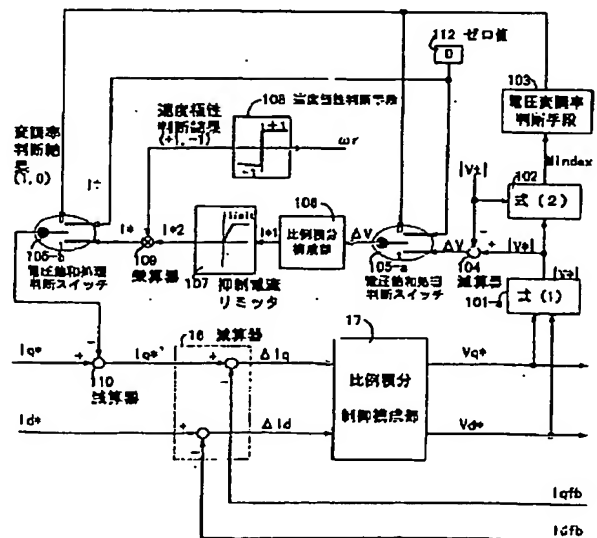
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ACモータの電圧飽和处理装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 PWMインバータのゲイン特性が常に同一ゲインを維持し、電流制御演算量の処理負担を抑制し、トルク（または電流）リップルが直流電圧リップルから影響を受けず、 dq 電流制御の特性（安定性）を持ち、電力損失を防止できる、ACモータの電圧飽和处理。

【解決手段】 指令電圧振幅演算手段と、指令電圧ベクトルの大きさと搬送波の最大値を用いて変調率を計算する電圧変調率演算手段102と、変調率が1以上・未滿を判断する電圧変調率判断手段103と、電圧誤差を演算する電圧誤差演算手段と、第1の電圧飽和处理判断スイッチ105aと、電圧比例積分構成部と、前記第1の指令抑制電流を任意範囲設定が設けたリミッタに通して第2の指令抑制電流を計算する抑制電流リミッタ107と、速度極性演算手段と、抑制電流掛け算手段と、第2の電圧飽和处理判断スイッチ105bと、電流減算手段110を備えた。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ACモータを駆動するPWM電力変換手段と前記ACモータの3相電流を検出する3相電流検出手段と前記ACモータの電気角を検出する電気角検出手段と、前記電気角を用いて3相検出電流から2相検出電流への3相／2相座標変換を行う3相／2相座標変換計算手段と、2相指令電流から前記2相検出電流を引いて電流誤差を計算する電流誤差演算手段と、前記電流誤差に第1の比例積分ゲインを掛けて2相指令電圧を計算する電流比例積分構成部と、前記電気角を用いて前記2相指令電圧から3相指令電圧への2相／3相座標変換を行う2相／3相座標変換計算手段と、前記3相指令電圧と搬送波を比較してPWMゲートパルスを演算するPWMゲートパルス演算手段と、前記PWMゲートパルスを入力して直流電圧を任意の交流電圧に変換する前記PWM電力変換手段とを備え、前記電流比例積分構成部の出力部に電圧飽和处理判断を行うACモータの電圧飽和处理装置において、

前記2相指令電圧から指令電圧ベクトルの大きさを計算する指令電圧振幅演算手段と、前記指令電圧ベクトルの大きさと前記搬送波の最大値を用いて変調率を計算する電圧変調率演算手段と、前記変調率が1以上・未滿を判断する電圧変調率判断手段と、前記指令電圧ベクトルの大きさと前記搬送波の最大電圧値（変調率が1ときの電圧値）を引いて電圧誤差を演算する電圧誤差演算手段と、前記変調率判断がゼロの場合に電圧誤差をゼロに切り替える第1の電圧飽和处理判断スイッチと、前記変調率判断が1の場合に電圧誤差を前記電圧誤差手段から計算された前記電圧誤差に切り替える前記第1の電圧飽和处理判断スイッチと、前記電圧誤差に第2の比例積分ゲインをかけて第1の指令抑制電流を計算する電圧比例積分構成部と、前記第1の指令抑制電流を任意範囲設定が設けたりミッタに通して第2の指令抑制電流を計算する

$$ABS(V^*) = (V_d^* \times V_d^* + V_q^* \times V_q^*)^{1/2} \quad (1)$$

1)

$$Mindex = ABS(V^*) / ABS(V_t) \quad (2)$$

(2)

ここで、 V_q^* はq軸の指令電圧、 V_d^* はd軸の指令電圧である。ベクトル V^* 、 V_t の絶対値は各々 $ABS(V^*)$ 、 $ABS(V_t)$ と表現することにする。ACモータの電流制御において、大出力（トルク×モータ速度）を得る時に指令電圧の飽和が生じる現象がある。その現象はPWMインバータのゲイン特性を落とさせて、トルク（または電流）が歪まされる一因となっている。そして、指令電圧飽和に対して従来は様々な方法で処理を行っている。以下に、本出願人が開示した電圧飽和处理に関する3種類の従来電圧飽和处理方法を説明する。第1の従来方法（以外従来例1と称す）は3相のabc座標で個別3相指令電圧を搬送波の最大値と比較して、搬送波の最大値を越えた指令電圧の部分のカットして新し

抑制電流リミッタと、前記電気角から求めたモータ速度を用いて速度の極性を計算する速度極性演算手段と、前記速度極性を前記第2の指令抑制電流にかけて第3の指令抑制電流を計算する抑制電流掛け算手段と、前記変調率判断がゼロの場合に指令抑制電流をゼロに切り替える第2の電圧飽和处理判断スイッチと、前記変調率判断が1の場合に指令抑制電流を前記第3の指令抑制電流に切り替える前記第2の電圧飽和处理判断スイッチと、前記指令抑制電流を前記2相指令電流の中のq軸指令電流から引いて前記q軸指令電流を制限された新しいq軸指令電流を計算する電流減算手段を備えたことを特徴とするACモータの電圧飽和处理装置。

【請求項2】 前記指令電圧振幅演算手段は3相指令電圧から指令電圧ベクトルの大きさを計算するものである請求項1記載のACモータの電圧飽和处理装置。

【請求項3】 前記抑制電流リミッタの電流制限値は1サンプリング前の制御時間で計算された前記新しいq軸指令値で演算する抑制電流制限値演算手段を備えたことを特徴とする請求項1記載のACモータの電圧飽和处理装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、産業用ロボットや工作機械に適用するACモータの電圧飽和处理装置に関するものである。

【0002】

【従来技術】まず、本発明において重要な概念である変調率(Modulation Index)を以下Mindexと略記する)を説明する。 V^* は指令電圧ベクトル、 V_t は搬送波に定義すると、指令電圧ベクトルの大きさ $ABS(V^*)$ は次式(1)で、変調率Mindexは式(2)で示すように指令電圧ベクトルの大きさ $ABS(V^*)$ と搬送波電圧の最大値 $ABS(V_t)$ の比で定義される。

い3相指令電圧を演算する電圧飽和处理方法である（特願平9-148023）。第2の従来方法（以外従来例2と称す）は2相のdq座標で指令電圧ベクトルの大きさと位相を求めて、位相を変えずに指令電圧ベクトルの大きさだけを変調率1まで縮小し、新しい指令電圧ベクトルを求める電圧飽和处理方法である（特願平9-148023）。第3の従来方法（以外従来例3と称す）はACモータの界磁に磁束電流（d軸電流）を流すことによって磁界の磁束を弱めさせて、発生誘起電圧を抑制し、モータ出力特性を改善するために磁束弱め制御を行う電圧飽和处理方法である（特願平9-175044）。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところが、従来方法は指令電圧の飽和時に十分な出力特性を得ることが出来ず、PWMインバータのゲイン特性が急激に落ち込んで、直流電圧の変動リップルがそのままトルク（または電流）に影響を与えて大きなトルク（または電流）リップルを生じ、かつモータ速度に相当する周波数のトルク（または電流）リップルも生じるという問題があることを従来技術適用時のリップル解析でわかった。AC電圧をDC電圧変換するAC/DC電力変換手段（整流ダイオード用AC/DCコンバータ）において、負荷変動で直流電圧のリップル変動幅が変わって、特にモータの最大出力（最大負荷）時はリップル変動幅が一番大きくなる。直流電圧の変動リップルは単相AC/DCコンバータの場合にAC電源周波数の2倍周波数リップル、3相AC/DCコンバータの場合にAC電源周波数の6倍周波数リップルが生じる。但し、3相AC/DCコンバータが単相AC/DCコンバータより直流電圧の変動幅が小さい。PWMインバータによるACモータの電流制御において、上記リップル解析によると電圧飽和領域での飽和处理方法は重要であり、従来技術の問題点を下記に述べる。従来例1は指令電圧の飽和程度が大きくなる（変調率が1以上で大きく増加）ほど電圧リップルが大きくなり、そしてトルク（または電流）に影響を与えてモータ速度に相当するリップルが生じる短所がある。従来例2では、1)電圧飽和处理を行うために三角関数を用いるので演算処理負担が大きくなり、2)電流制御の積分器による積分電圧項が大きくなって飽和し、3)飽和处理前の指令電圧は2次の非線形関数として急激に増加して電圧飽和处理前後の指令電圧の比は急激に大きくなる。そして、PWMインバータのゲイン特性が急激に落ちてしまう問題がある。従来例3では、d軸とq軸指令電流を同時に変えることでd-q電流制御特性の狙いを失う可能性があり、AC同期モータの種類によっては大きな磁束電流を流さないと磁束を弱めることができない。したがって、大きな無効電流に相当する磁束電流を流すことで電力損失が増えるという短所がある。そこで、本発明は前記問題に鑑みてなされたものであり、得られた上記リップル解析を利用し、前記問題点を解決する電圧飽和处理装置を提供することを目的とする。即ち、次の1)～5)をすべて満足しながらACモータの電圧飽和处理をするものである。1)PWMインバータのゲイン特性が常に同一ゲインを維持すること、2)電流制御演算量の処理負担を抑制すること、3)トルク（または電流）リップルが直流電圧リップルから影響を受けないことと、4)d-q電流制御の特性（安定性）を持たすこと、5)電力損失を防止することを目的とする。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記問題を解決するため、本発明は、ACモータを駆動するPWM電力変換手段と前記ACモータの3相電流を検出する3相電流検出

手段と前記ACモータの電気角を検出する電気角検出手段と、前記電気角を用いて3相検出電流から2相検出電流への3相/2相座標変換を行う3相/2相座標変換計算手段と、2相指令電流から前記2相検出電流を引いて電流誤差を計算する電流誤差演算手段と、前記電流誤差に第1の比例積分ゲインを掛けて2相指令電圧を計算する電流比例積分構成部と、前記電気角を用いて前記2相指令電圧から3相指令電圧への2相/3相座標変換を行う2相/3相座標変換計算手段と、前記3相指令電圧と搬送波を比較してPWMゲートパルスを演算するPWMゲートパルス演算手段と、前記PWMゲートパルスを入力して直流電圧を任意の交流電圧に変換する前記PWM電力変換手段とを備え、前記電流比例積分構成部の出力部に電圧飽和处理判断を行うACモータの電圧飽和处理装置において、前記2相指令電圧から指令電圧ベクトルの大きさを計算する指令電圧振幅演算手段と、前記指令電圧ベクトルの大きさと前記搬送波の最大値を用いて変調率を計算する電圧変調率演算手段と、前記変調率が1以上・未滿を判断する電圧変調率判断手段と、前記指令電圧ベクトルの大きさと前記搬送波の最大電圧値（変調率が1ときの電圧値）を引いて電圧誤差を演算する電圧誤差演算手段と、前記変調率判断がゼロの場合に電圧誤差をゼロに切り替える第1の電圧飽和处理判断スイッチと、前記変調率判断が1の場合に電圧誤差を前記電圧誤差手段から計算された前記電圧誤差に切り替える前記第1の電圧飽和处理判断スイッチと、前記電圧誤差に第2の比例積分ゲインをかけて第1の指令抑制電流を計算する電圧比例積分構成部と、前記第1の指令抑制電流を任意範囲設定が設けたりミットに通して第2の指令抑制電流を計算する抑制電流リミットと、前記電気角から求めたモータ速度を用いて速度の極性を計算する速度極性演算手段と、前記速度極性を前記第2の指令抑制電流にかけて指令抑制電流（第3の指令抑制電流）を計算する抑制電流掛け算手段と、前記変調率判断がゼロの場合に指令抑制電流をゼロに切り替える第2の電圧飽和处理判断スイッチと、前記変調率判断が1の場合に指令抑制電流を前記指令抑制電流（第3の指令抑制電流）に切り替える前記第2の電圧飽和处理判断スイッチと、前記指令抑制電流を前記2相指令電流の中のq軸指令電流（トルク成分指令電流）から引いて前記q軸指令電流を制限された新しいq軸指令電流を計算する電流減算手段を備えたことを特徴とする。また前記指令電圧振幅演算手段は3相指令電圧から指令電圧ベクトルの大きさを計算するものである。また前記抑制電流リミットの電流制限値は1サンプリング前の制御時間で計算された前記新しいq軸指令値で演算する抑制電流制限値演算手段を備えたことを特徴とするものである。

【0005】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例を図に基づいて説明する。図1は本発明の実施例の形態に係るd-q

電流制御（ベクトル電流制御）によるACモータの電流制御ブロック図である。図2は本発明の実施例の形態に係る2相指令電圧を用いたq軸指令電流制限法という電圧飽和处理方法に関する制御ブロック図である。図5はPWMインバータにおいて、PWMゲートパルス発生器に関する制御ブロック図である。本発明の実施の形態は、図1に示すACモータのdq電流制御（ベクトル電流制御）上で、図2に示す電圧飽和处理方法を行うものである。ACモータ電流制御の電圧飽和处理方法は、図1中のACモータ11を除く構成である。即ち、このACモータの電圧飽和处理装置は、ACモータ11を駆動するPWM電力変換手段12と前記ACモータの3相電流を検出する3相電流検出手段13と前記ACモータの電気角を検出する電気角検出手段14と、前記電気角を用いて3相検出電流から2相検出電流への3相/2相座標変換を行う3相/2相座標変換計算手段15と、2相指令電流から前記2相検出電流を引いて電流誤差を計算する電流誤差演算手段16と、前記電流誤差に第1の比例積分ゲインを掛けて2相指令電圧を計算する電流比例積分構成部17と、前記2相指令電圧を用いて電圧飽和处理を行う電圧飽和处理手段100と、前記電気角を用いて前記2相指令電圧から3相指令電圧への2相/3相座標変換を行う2相/3相座標変換計算手段18と、前記3相指令電圧と搬送波19を比較してPWMゲートパルスを演算するPWMゲートパルス演算手段と、前記PWMゲートパルスを入力して直流電圧20を任意の交流電圧に変換する前記PWM電力変換手段12とを備えている。

【0006】次に、図2に示す制御ブロック図は、本発明の電圧飽和处理が前記電流比例積分構成部のdq軸の指令電圧を用いて電圧飽和处理を行う電圧飽和处理手段を示す図である。前記2相指令電圧から指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)を計算する指令電圧振幅演算手段101-aと、前記指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)と前記搬送波の最大値ABS(Vt)を用いて変調率Mindexを計算する電圧変調率演算手段102

$$ABS(V*) = (Va* \times Va* + Vb* \times Vb* + Vc* \times Vc*)^{1/2} \quad (3)$$

【0008】図4は本発明の実施例の形態における抑制電流リミッタの電流制限値演算方法に関する制御ブロック図である。前記抑制電流リミッタ107において、前記抑制電流リミッタの電流制限値Ilimitが1サンプリング前の制御時間で計算された前記新しいq軸指令値Iq*で演算する抑制電流制限値演算手段111を備えたことを特徴とする。上記で述べた電圧飽和处理手段を下記に示す手順で行う。

ステップ1：式(1)と(2)、または式(3)と(2)を用いて指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)と電圧変調率Mindexを計算する。

ステップ2：電圧変調率Mindexが1以上・未滿かを判断する。

と、前記変調率Mindexが1以上かあるいは未滿を判断する電圧変調率判断手段103と、前記指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)から前記搬送波の最大電圧値ABS(Vt)（変調率が1ときの電圧値）を引いて電圧誤差ΔVを演算する電圧誤差演算手段104と、前記変調率判断がゼロの場合に電圧誤差ΔVをゼロに切り替える第1の電圧飽和处理判断スイッチ105と、前記変調率判断が1の場合に電圧誤差ΔVを前記電圧誤差手段104から計算された前記電圧誤差に切り替える前記第1の電圧飽和处理判断スイッチ105と、前記電圧誤差ΔVに第2の比例積分ゲイン(P12)をかけて第1の指令抑制電流I*1を計算する第2の電圧比例積分構成部106と、前記第1の指令抑制電流I*1を任意範囲設定が設けたりミッタに通して第2の指令抑制電流I*2を計算する抑制電流リミッタ107と、前記電気角θeから求めたモータ速度を用いて速度の極性(+1、-1)を計算する速度極性演算手段108と、前記速度極性(+1、-1)を前記第2の指令抑制電流I*2にかけて指令抑制電流I*（第3の指令抑制電流I*3）を計算する抑制電流掛け算手段109と、前記変調率判断Mindexがゼロの場合に指令抑制電流I*をゼロに切り替える第2の電圧飽和处理判断スイッチ101-bと、前記変調率判断Mindexが1の場合に指令抑制電流I*を前記抑制指令電流I*（第3の指令抑制電流I*3）に切り替える前記第2の電圧飽和处理判断スイッチ101-bと、前記指令抑制電流I*を前記2相指令電流の中のq軸指令電流Iq*（トルク成分指令電流）から引いて制限された新しいq軸指令電流Iq*'を計算する電流減算手段110を備えて電圧飽和处理を行うことからなる構成である。

【0007】図3は本発明の実施例の形態に係る3相指令電圧を用いたq軸指令電流制限法という電圧飽和处理方法に関する制御ブロック図である。前記指令電圧振幅演算手段101が3相指令電圧Va*、Vb*、Vc*から指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)を式(3)を用いて計算することを備えたことからなる構成である。

ステップ3：電圧変調率判断の結果で第1と第2の電圧飽和处理判断スイッチ（変調率が1未滿の時はゼロスイッチ、変調率が1以上の時はスイッチ1に切り替える電圧飽和处理判断スイッチ）を動作する。ここで、「ステップ番号A」は変調率1未滿ときに行うステップ、「ステップ番号B」は変調率1以上ときに行うステップであり、「ステップ番号」は共通で行うステップである。ステップ4：式(4)で指令電圧ベクトルの大きさABS(V*)から電圧制限値（搬送波の最大値ABS(Vt)で、変調率が1である値）を引いて電圧誤差ΔVを演算する。

ステップ5A：電圧飽和处理判断スイッチがゼロに切り替えた場合、電圧誤差ΔVをゼロで入力する。

ステップ5B: 電圧飽和处理判断スイッチがゼロに切り替えた場合、電圧誤差 ΔV をステップ4で計算した電圧誤差 ΔV で入力する。

ステップ6: 式(5)で電圧誤差 ΔV を第2の比例積分ゲインをかけて第1の指令抑制電流 I^*1 を計算する。

ステップ7: 式(6)で第1の指令抑制電流 I^*1 を任意設定範囲の抑制電流リミッタ(リミッタ関数)に通して第2の指令抑制電流 I^*2 を計算する。

ステップ8: 式(7)で速度 ωr の極性判断(+1と-1)を行い、速度極性判断の結果を式(8)で第2の指令抑制電流 I^*2 に掛け算して指令抑制電流 I^* (第3の指令抑制電流 I^*3)を計算する。

$$\Delta V = \text{ABS}(V^*) - \text{ABS}(V_t) \quad (4)$$

$$I^*1 = Kp2 \times \Delta V + Ki2 \times \int \Delta V dt \quad (5)$$

$$I^*2 = \text{リミッタ関数}(I^*1) \quad (6)$$

$$PM = \text{極性発生器(速度)} \quad (7)$$

$$I^*3 = PM \times I^*2 \quad (8)$$

$$Iq^* = Iq^* - I^* \quad (9)$$

【0010】

【発明の効果】以上述べたように、本発明によれば、1) 電流制御の演算負担(従来例2)の低減、2) 積分電圧飽和(従来例1と従来例2)を抑制し、3) 無効電流増大による電力損失(従来例3)を抑制し、4) モータ速度に相当するリップル(従来例1と従来例3)を抑制し、5) AC/DCコンバータの直流電圧の変動による影響(従来例1~3)を低減することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】dq電流制御制御によるACモータの電流制御ブロック図。

【図2】2相指令電圧を用いた本発明の電圧飽和处理方法(q軸指令電流制限法)に関する制御ブロック図

【図3】3相指令電圧を用いた本発明の電圧飽和处理方法(q軸指令電流制限法)に関する制御ブロック図

【図4】本発明において、抑制電流リミッタの電流制限値演算方法に関する制御ブロック図

【図5】PWMゲートパルス発生器に関する制御ブロック図

【符号の説明】

* 指令を表す添字

fb 検出を表す添字

d-q 2相座標系

a-b-c 3相座標系

Vt 搬送波電圧

ABS(Vt) 搬送波の最大電圧の絶対値

ABS(V*) 指令電圧の絶対値

Mindex 変調率

Vdc PWMインバータの直流電圧

Vq*, Vd* 2相座標に於いてd軸とq軸の指令電圧

Va*, Vb*, Vc* 3相座標に於いてa軸、b軸、c軸の指令電圧

ステップ9A: 電圧飽和处理判断スイッチがゼロに切り替えた場合、式(9)を用いて指令抑制電流 I^* (=ゼロ)をq軸指令電流 Iq^* から引いて新しいq軸指令電流 Iq^* を計算する。

ステップ9B: 電圧飽和处理判断スイッチが1に切り替えた場合、式(9)を用いてゼロ値の指令抑制電流 I^* (第3の指令抑制電流)でq軸指令電流 Iq^* から引いて新しいq軸指令電流 Iq^* を計算する。

ステップ10: ステップ9Bで計算した新しいq軸指令電流を抑制電流制限値で改めて演算する。

【0009】

Va, Vb, Vc 3相座標に於いてa軸、b軸、c軸のインバータの出力電圧

Iq*, Id* 2相座標に於いてd軸とq軸の指令電流

Iq*, Id* 2相座標に於いてd軸とq軸の新しい指令電流

Iq, Id 2相座標に於いてd軸とq軸の実際電流

Ia, Ib, Ic 3相座標に於いてa軸、b軸、c軸の実際電流

Iafd, Ibfd, Icfid 3相座標に於いてa軸、b軸、c軸のフィードバック(検出)電流

$\Delta Iq, \Delta Id$ 2相座標に於いてq軸とd軸の電流誤差
 ΔV 電圧誤差

I^*1, I^*2, I^*3 第1、第2、第3の指令抑制電流

I^* 指令抑制電流

Kp2, Ki2 第2の比例ゲインと積分ゲイン

PM 速度極性判断結果(+1、-1)

θe 検出電気角

ωr 検出速度

Ilimit 抑制電流制限値

PWM INVERTER PWMインバータ

Gau, Gad, Gbu, Gbd, Gcu, Gcd PWMインバータのゲート6パルス

11 ACモータ

12 PWM電力変換手段

13 三相交流電流センサ(CT)

14 位置センサ(エンコーダ)

15 3/2座標変換計算手段

16 減算器

17 2相座標での第1の比例積分制御構成部

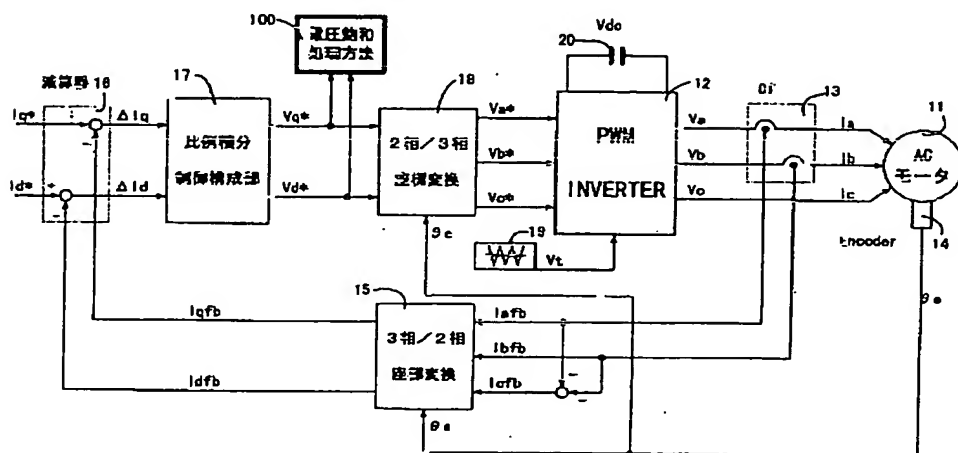
18 2/3座標変換計算手段

19 三角搬送波

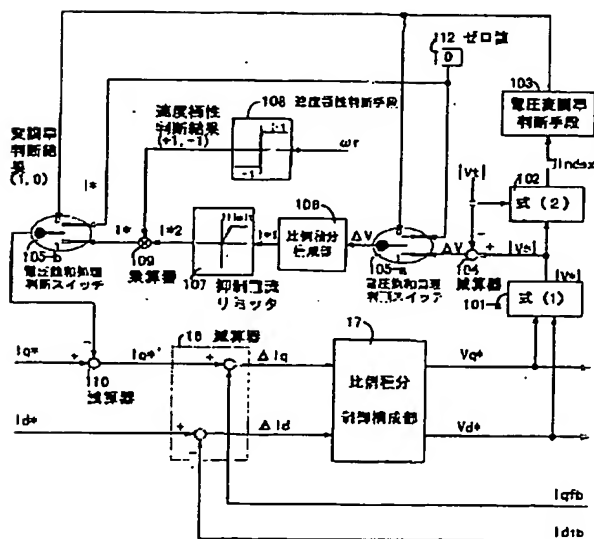
20 直流電源装置

- | | |
|-------------------------------------|------------------|
| 100 本発明の電圧飽和处理手段 | 106 第2の比例積分構成部 |
| 101-a, 101-b 2相と3相指令電圧ベクトルの大きさの演算手段 | 107 抑制電流リミッタ |
| 102 電圧変調率演算手段 | 108 速度極性判断手段 |
| 103 電圧変調率判断手段 | 109 乗算器 |
| 104 電圧誤差演算手段 | 110 減算器 |
| 105-a, 105-b 第1と第2の電圧飽和处理判断スイッチ | 111 リミット設定値の演算手段 |
| | 112 ゼロ値 |
| | 201 PWMゲートパルス発生器 |

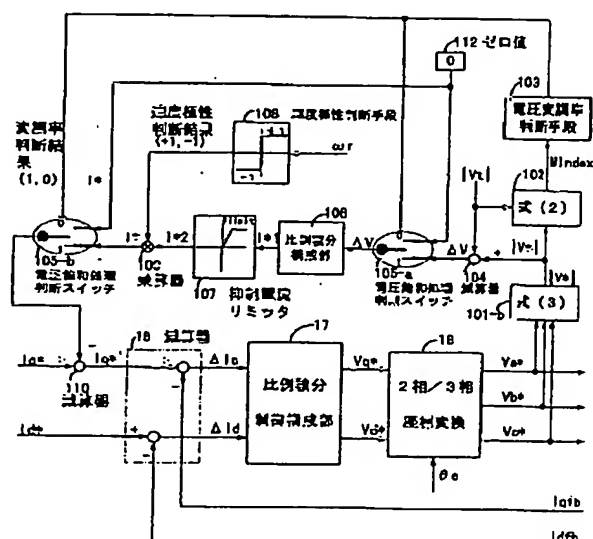
【図1】



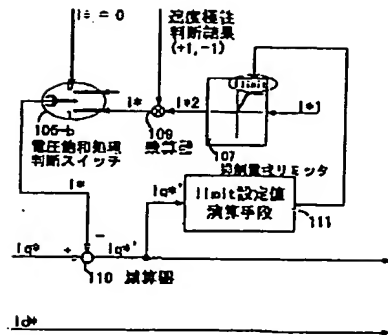
【図2】



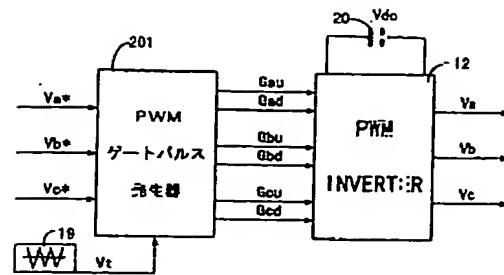
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 BB06 CC03 DA05 DB02 DB07
 DC02 EA15
 5H576 AA17 BB02 BB04 CC01 CC05
 DD02 DD07 EE01 EE11 GG04
 HB01 JJ03 JJ24 JJ28 JJ29
 LL07 LL22 LL41